

Si bien es cierto que este modelo representa de forma adecuada el comportamiento del dispositivo en diferentes regímenes de funcionamiento, el hecho de que se utilicen redes de tipo paso bajo ideal para la extracción del valor de las tensiones del punto de polarización, podía plantear

En [7] se presenta una aproximación de fuente única que permite, a partir de medidas en DC y pulsadas I/V en diferentes puntos de polarización, obtener un modelo circuital del transistor. Sin embargo, la complejidad en el proceso de extracción de los parámetros, junto con el hecho de que ni las expresiones matemáticas utilizadas ni la de sus derivadas presentasen continuidad, hacen que no sea fácilmente utilizable en simulaciones donde se quieran tener en cuenta efectos de intermodulación, memoria, etc.

## II. 2 Modelos de Fuente Única Actuales

En ambos trabajos, la técnica aplicada consiste en ajustar primeramente el comportamiento en DC del dispositivo bajo test. A continuación, partiendo de medidas pulsadas  $I/V$  en diferentes puntos de polarización, en [9] se realiza el ajuste de las mismas utilizando unas tensiones dinámicas efectivas ( $vg_{se}$ ,  $vd_{se}$ ) que dependen en cada instante de la diferencias de tensión ( $dvg$ ,  $dvd$ ) entre las tensiones dinámicas ( $vg_s$ ,  $vd_s$ ) y las del punto de polarización ( $Vg_{bias}$ ,  $Vd_{bias}$ ).

### II.3 Modelo de Fuente Única propuesto

$$I_{ds} = I_{dss} \cdot e^{\left( \frac{v_{gffch}^{\delta}}{\mu} \right)} \cdot (v_{git_{off}})^{(E+K_E \cdot v_{gi})} \cdot \left( 1 + \frac{S_S \cdot v_{di}}{I_{dss}} \right) \cdot \tanh \left( \frac{S_L \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_G \cdot v_{gi})} \right) \quad (2)$$

$$v_{giffch} = \ln(2 \cdot \cosh(v_{gif})) ; v_{git} = v_{gi} - (V_p + \gamma \cdot v_{di}) \quad (4)$$

$$v_{gif} = v_{gi} - V_{PF} \quad (5)$$

1.- Se ajustan las características I/V medidas en DC a la ecuación de la fuente de corriente dada por (2), (3) y (4); de esta forma ya se tiene la ecuación base a la que se van a referir las diferencias con respecto a la corriente dinámica. En la gráfica de la figura 4 se presentan los resultados obtenidos en el ajuste de las características DC para un dispositivo MGF1923 de Mitsubishi Semiconductor

2.- Se proponen unas expresiones adecuadas para las ecuaciones de las tensiones efectivas,  $V_{gs\_efectiva}$  y  $V_{ds\_efectiva}$ , de manera que aseguren el cruce por cero para valores nulos de la tensión dinámica. En nuestro caso, partiendo de la aproximación circuital presentada en [7], se han desarrollado unas expresiones para estas tensiones efectivas que, junto con un sencillo proceso de extracción que se presenta en el

punto 3, permiten obtener de forma rápida y precisa el modelo total dinámico gran señal para la fuente de corriente  $I_{ds}$  del transistor. Las ecuaciones propuestas se muestran en (6) y (7). Nótese que cuando se quieren alcanzar tensiones dinámicas nulas en el drenador, se tiene que el término dado por  $\Delta V_{ds} + V_{ds\_bias}$ , o lo que es lo mismo,  $v_{ds}$ , tiene un valor igual a cero, evitando el problema del cruce por cero existente en otros modelos.

$$\begin{aligned} V_{gs\_efectiva} &= \alpha_1 \cdot \Delta V_{gs} \cdot e^{\alpha_2 \cdot \Delta V_{ds}} + \alpha_3 \cdot \Delta V_{ds} \cdot e^{\alpha_4 \cdot \Delta V_{gs}} + V_{gsi\_bias} \\ V_{ds\_efectiva} &= (1 + \alpha_5 \cdot \Delta V_{ds} \cdot e^{\alpha_6 \cdot \Delta V_{gs}} + \alpha_7 \cdot \Delta V_{gs} \cdot e^{\alpha_8 \cdot \Delta V_{ds}}) (\Delta V_{ds} + V_{dsi\_bias}) \end{aligned} \quad (6)$$

donde:

$$\Delta V_{gs} = (v_{gs}(t) - V_{gs\_bias}) ; \quad \Delta V_{ds} = (v_{ds}(t) - V_{ds\_bias}) \quad (7)$$

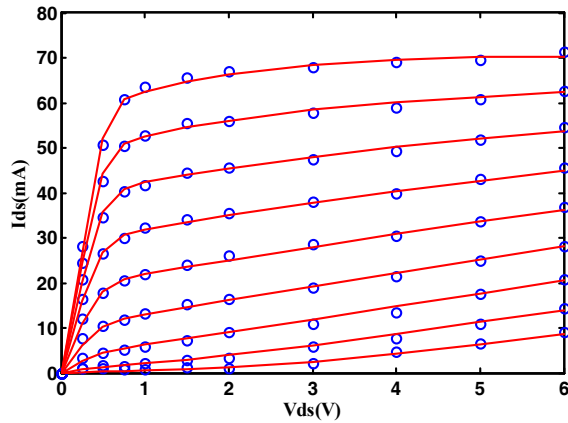


Fig. 4. Curvas I/V en régimen de DC, experimentales (círculos) y simuladas (líneas), para el dispositivo MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde -1.6V hasta 0V con 0.2V).

3.- Quizá el punto más importante para asegurar un proceso de extracción sencillo, pero a la vez válido para cualquier dispositivo (independientemente de su tecnología, tamaño, etc) sea definir con precisión los puntos de medida pulsada I/V en los que es necesario realizar el ajuste de las características para obtener el valor de los parámetros de las ecuaciones de las tensiones efectivas. De esta forma se ha comprobado que seleccionando seis puntos de polarización sobre las características I/V en DC, desde los que se realizarán medidas pulsadas I/V y optimizará, se asegura que la precisión en posteriores simulaciones, para cualquier punto de polarización diferente a estos, será la adecuada. En la figura 5, se indican, sobre unas características en DC generales, la posición de esos seis (P1-P6) “puntos llave” desde las que efectuar las medidas pulsadas I/V.

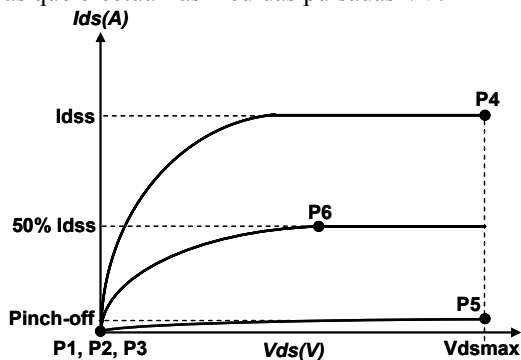


Fig. 5. Distribución de los puntos llave sobre unas características en régimen DC. P1 ( $V_{gs}(100\% I_{dss}), 0$ ); P2 ( $V_{gs}(50\% I_{ds}), 0$ ); P3 ( $V_{gs}(\text{pinch-off}), 0$ ); P4 ( $V_{gs}(100\% I_{dss}), V_{dsmax}$ ); P5 ( $V_{gs}(\text{pinch-off}), V_{dsmax}$ ); P6 ( $V_{gs}(50\% I_{dss}), V_{dsmax}/2$ ).

4.- Por último, midiendo las características I/V pulsadas desde esos *puntos llave*, se realizó un programa en MATLAB que optimiza el valor de los diferentes parámetros  $\alpha_i$  de las expresiones de las tensiones efectivas para ajustar dichas medidas a las ecuaciones propuestas. Como ejemplo, en la tabla 1, se muestran los valores obtenidos para el dispositivo MGF1923 de Mitsubishi.

Resistencias Parásitas		
$R_g = 1.36 \Omega$	$R_d = 6.51 \Omega$	$R_s = 0.82 \Omega$
Parámetros DC		
$I_{dss} = 80.703 \text{ (mA)}$ ; $V_p = -0.94629 \text{ (V)}$ ; $V_{PF} = 1.7941 \text{ (V)}$ ; $\gamma = -0.25019$ ; $\chi = 2.4799$ ; $\eta = 10.296$ ; $K_G = 2.4132 \text{ (V}^{-1}\text{)}$ ; $S_L = 0.90711$ ; $S_S = 38.394 \text{ (mA/V)}$ ; $K_E = -1.1206 \text{ (V}^{-1}\text{)}$ ; $E = -1.2398$ ; $\mu = 0.5913$ ; $\delta = 0.37018$		
Parámetros Dinámicos		
$\alpha_1 = 9.9575 \times 10^{-1}$ ; $\alpha_2 = -2.2752 \times 10^{-5}$ ; $\alpha_3 = 2.9362 \times 10^{-2}$ ; $\alpha_4 = -1.6231 \times 10^{-4}$ ; $\alpha_5 = -5.4371 \times 10^{-2}$ ; $\alpha_6 = -5.2754 \times 10^{-1}$ ; $\alpha_7 = -1.0293 \times 10^{-1}$ ; $\alpha_8 = 1.7671 \times 10^{-1}$		

Tabla 1. Conjunto de parámetros que definen la fuente de corriente total para el dispositivo MGF1923

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A partir de los parámetros encontrados para definir la fuente de corriente  $I_{ds}$  (incluyen tanto la fuente de corriente en DC como los parámetros de las expresiones de las tensiones efectivas), es posible realizar simulaciones que pongan de manifiesto la validez del modelo presentado. A continuación se presentan los resultados de dichas simulaciones.

En las figuras 6 y 7 se muestran los resultados obtenidos en la simulación del comportamiento pulsado I/V para puntos de polarización distintos a los *puntos llave*. En ambas se aprecia también el excelente grado de acuerdo entre las medidas y los resultados que proporciona el modelo.

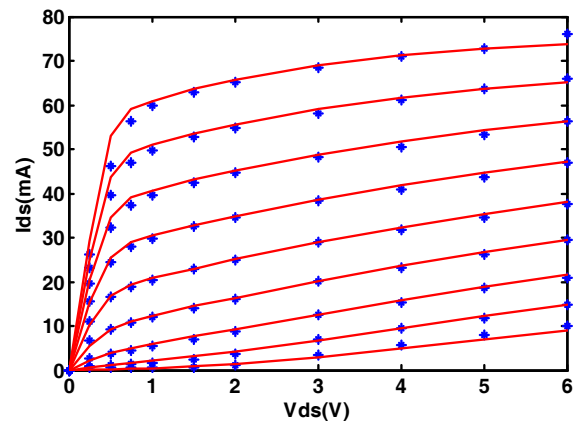


Fig. 6. Simulación de las características pulsadas para el dispositivo MGF1923. ( $V_{gs}$ : desde -1.6V hasta 0V con 0.2V), bias: ( $V_{gsscc} = -0.8$ ,  $V_{dscc} = 2$ ). Simulación (líneas), medidas (estrellas).

Para independizar los resultados del tipo de dispositivo elegido, el mismo proceso se repitió para un transistor MESFET de mayores dimensiones ( $10 \times 140 \mu\text{m}$ ) de GEC-MARCONI. En las gráficas 8 y 9 se presentan las simulaciones llevadas a cabo en este caso.

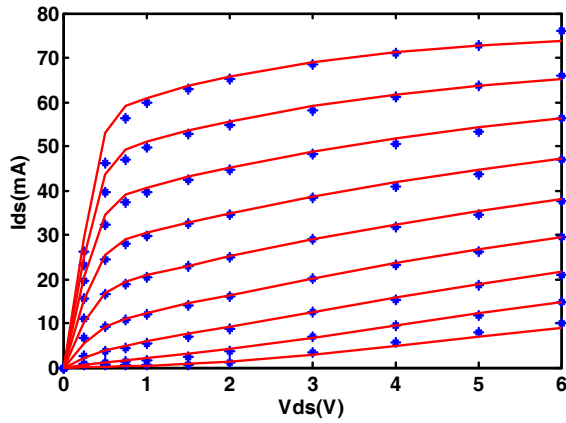


Fig. 7. Simulación de las características pulsadas para el dispositivo MGF1923. ( $V_{gs}$ : desde -1.6V hasta 0V con 0.2V), bias: ( $V_{gssc}=-0.4$ ,  $V_{dscc}=5$ ). Simulación (líneas), medidas (estrellas).

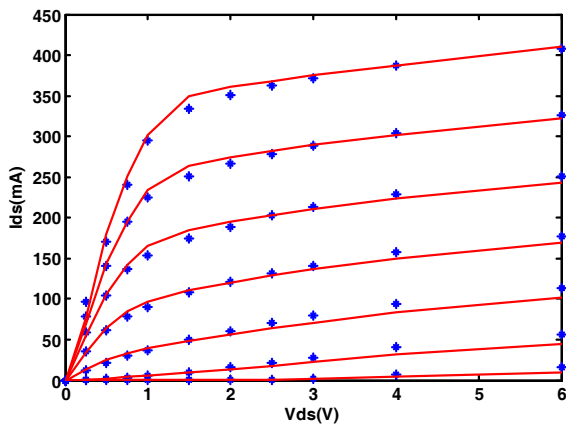


Fig. 8. Simulación de las características pulsadas para el dispositivo  $10*140\mu m$  de GEC-MARCONI ( $V_{gs}$ : desde -3V hasta 0V incremento 0.5V), bias: ( $V_{gssc}=-3$ ,  $V_{dscc}=3$ ). Simulación (líneas), medidas (estrellas).

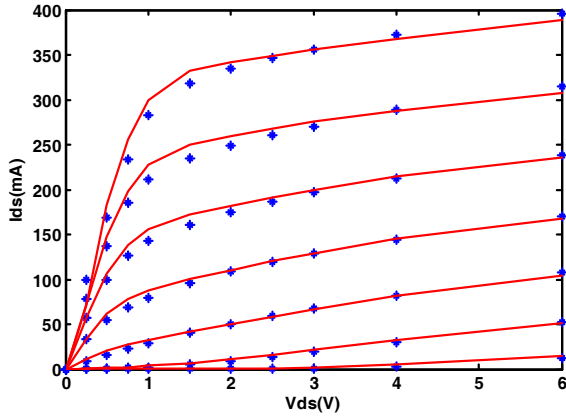


Fig. 9. Simulación de las características pulsadas para el dispositivo  $10*140\mu m$  de GEC-MARCONI ( $V_{gs}$ : desde -3V hasta 0V incremento 0.5V), bias: ( $V_{gssc}=-2$ ,  $V_{dscc}=4$ ). Simulación (líneas), medidas (estrellas).

#### IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado un método que permite reproducir el comportamiento estático y dinámico gran señal, de la fuente de corriente de drenador en transistores GaAs MESFET y HEMT de microondas teniendo en cuenta los efectos de segundo orden que tienen lugar en este tipo de dispositivos.

Como concepto fundamental se propone un modelo circuital equivalente de una fuente de corriente única para la corriente drenador fuente,  $I_{ds}$ , así como una sencilla estrategia de modelado, basada en la medida pulsada I/V en seis puntos llave bien determinados, con la que es posible obtener el valor de los parámetros del modelo.

Por último, destacar que los resultados obtenidos, al aplicar el método presentado a varios transistores de distintos tamaños y tecnologías, ponen de manifiesto la validez tanto del circuito equivalente como de la metodología de extracción propuestos.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren hacer público su agradecimiento a los siguientes proyectos, dentro de los cuales se han obtenido los resultados presentados en este artículo:

- NoE TARGET (IST program of the EU under contract IST-1-707893-NOE).
- TEC2005-07985-C03-01, Ministerio de Educación y Ciencia

Igualmente queremos hacer constar nuestra gratitud a la AECI a través de su programa "Becas para Extranjeros no Iberoamericanos para Estudios de Postgrado, Doctorado y Postdoctorado en Universidades y Centros Superiores en España" y al Ministerio de Educación y Ciencia a través del programa de becas FPI BES-2005-6730.

#### REFERENCIAS

- [1] W. Curtice, "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits", *IEEE Trans. MTT-28*, no.5, pp.448-456, May 1980.
- [2] T. Kacprzak y A. Materka, "Compact dc Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation", *IEEE J Solid-State Circuits*, Vol. SC-18, Abril 1983, pp. 211-213.
- [3] C. Camacho-Peñalosa, C. S. Aitchinson, "Modelling Frequency Dependences of Output Impedance of a Microwave MESFET at Low Frequencies", *Elect. Letters*, Vol 21, No 12, pp. 538-539.
- [4] T. Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla, "Extracting a Bias Dependent Large Signal MESFET Model from Pulsed I/V Measurements", *IEEE Transactions on MTT*, pp. 372-378, VOL. 44, NO. 3, March 1996.
- [5] J.C. Pedro and J. Pérez, "A novel non-linear GaAs FET model for intermodulation analysis in general purpose harmonic-balance simulators," in 23rd European Microwave Conf. Dig., Madrid, Spain, Sept. 1993, 714-716.
- [6] T. Fernández, J. A. García, A. Tazón, A. Mediavilla, J. C. Pedro and J. L. García "Accurately Modelling the drain to Source Current in Recessed Gate P-HEMT Devices", *Electron Device Letters*, Accepted for publication in November 1999
- [7] A. K. Jastrzebski, "Characterisation and modelling of Temperature and Dispersion Effects in Power MESFETs," European microwave Conference, pp. 1319-1324, September 1994.
- [8] K. Jeon, Y. Kwon, "A Frequency Dispersion Model of GaAs MESFET for Large-Signal Applications," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 7, No. 3, pp. 78-80, March 1997.
- [9] G. R. Valdivia, R. Brady, T. J. Brazil, "Singel function drain current model for MESFET/HEMT devices including pulsed dynamic behaviour," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 473-476, June 2006.
- [10] M. Lee, L. Forbes, "a self-backgating GaAs MESFET Model for Low-Frequency Anomalies," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 37, No. 10, pp. 2148-2157, October 1990.